

Joint Antenna Subset Selection in Correlated Fading MIMO Channels^{*}

DU Wenlong^{1*}, HUANG Yu²

(1. School of Computer and Communication Engineering, Jiangsu Vocational College of Electronics and Information, Huai'an Jiangsu 223003, China;

2. School of Advanced Students, Saint Louis University, Baguio 2600, Philippines)

Abstract: Two selection algorithms for joint antenna subset selection in correlated fading MIMO channels are proposed. Firstly, when the accurate knowledge for channel is known, the selection algorithm chooses the antenna subset that maximizes the SNR of the received data stream and minimizes the instantaneous probability of error, i.e. the symbol error rate, so as to obtain the analytical expressions for the gain improvements in average SNR. Secondly, when the channel changes rapidly and the statistical knowledge for channel is known, the selection algorithm chooses the antenna subset that minimizes the average probability of error over all possible channel realizations, so as to obtain the coding gain. The diversity gain may also be obtained under the condition of extremely correlated channel. The validity of the proposed algorithm is verified by the performance analyses and simulation results based on two selection algorithms.

Key words: correlated fading channel; channel matrix; multiple-input multiple-output; antenna subset selection; probability of error; coding gain

EEACC: 7220; 5270D

doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2021.01.019

相关衰落 MIMO 信道下的联合天线子集选择^{*}

杜文龙^{1*}, 黄 余²

(1. 江苏电子信息职业技术学院计算机与通信工程学院, 江苏 淮安 223003; 2. 圣路易斯大学研究生院, 菲律宾 碧瑶 2600)

摘 要: 针对相关衰落 MIMO 信道下的联合天线子集选择, 提出了 2 种选择算法。首先, 在已知精确信道知识的情况下, 选择算法选择以使接收数据流的 SNR 最大化和瞬时误差概率即误符号率最小化的天线子集, 从而得到平均 SNR 增益改善的解析表达式; 其次, 当信道迅速变化时, 在已知信道统计知识的情况下, 选择算法选择以使全部可能信道实现的平均误差概率最小化的天线子集, 从而得到编码增益, 在极端相关信道条件下, 也可以得到分集增益; 基于 2 种选择算法的性能分析和仿真结果验证了本文提出算法的有效性。

关键词: 相关衰落信道; 信道矩阵; 多输入多输出; 天线子集选择; 误差概率; 编码增益

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2021)01-0097-06

多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 技术^[1]可以明显提高系统性能。这种多天线提供的额外自由度可通过空间复用^[2]用于提高比特率, 或通过空时编码技术^[3-4]改善分集阶数。然而, 多天线部署需要多个射频 (Radio Frequency, RF) 链路, 这些 RF 链路通常是非常昂贵的。因此, 采用具有低成本、低复杂度技术的多天线具有相当大的吸引力, 最优天线子集选择就是这样的技术, 天线单元的选择可在发射机和/或接收机上使用, 发送/接收是通过最优子集进行的。

关于天线选择的早期研究大多集中在多输入单输出信道或单输入多输出信道, 主要包括混合选择/最大比合并算法^[5]。近年来, 人们对天线子集选择技术在 MIMO 信道中的应用研究产生了极大的兴趣。文献[6]基于信道容量最大化准则, 采用两个二进制编码字符串分别表示发射端和接收端天线选择的状态, 提出将二进制猫群算法应用于多天线选择中; 文献[7]基于二进制粒子群算法, 提出了一种新的 MIMO 系统联合收发端天线选择算法, 以达到提高信道容量的目的; 文献[8]表明天线选择技术

项目来源: 江苏省“333 工程”科研项目 (BRA2018315)

收稿日期: 2020-04-27

修改日期: 2020-06-29

可应用于低阶信道以提高信道容量;文献[9]研究了阵列天线中利用天线子集选择及智能算法等来实现信息安全传输的保密技术;文献[10]提出了一种采用线性接收机的空间复用系统的误码率最小化天线选择算法;文献[11]提出了采用 Alamouti 码传输的天线选择提高平均信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR) 的精确表达式。

本文采用空时编码技术 Alamouti 码,基于相关衰落 MIMO 链路上的精确信道知识 (Accurate Knowledge for Channel, AKC) 和统计信道知识 (Statistical Knowledge for Channel, SKC) 提出了 2 种新的天线子集选择算法和性能分析的综合理论。当 AKC 可用时,选择算法选择天线子集以使信道 Frobenius 范数最大化,从而使得数据流的接收 SNR 最大化和瞬时误差概率最小化;当 SKC 可用时,选择算法选择天线子集以使矢量化信道的协方差的行列式最大化,从而使全部可能信道实现的平均误差概率 (Average Probability of Error, APE) 最小化;而且进一步表明,对于某些信道模型,联合子集选择是解耦的,允许独立于接收天线而选择发射天线,或者反之。

1 信道与信号模型

考虑一个点对点无线链路,有 M_T 个发射和 M_R 个接收 RF 链路,并假设有 $K_T (K_T > M_T)$ 个发射天线单元和 $K_R (K_R > M_R)$ 个接收天线单元,选择 K_T 个中的 M_T 个和 K_R 个中的 M_R 个天线单元并分别连接到发射和接收 RF 链路,如图 1 所示。经过 MIMO 信道(大小为 $M_T \times M_R$)的发射和接收是通过这些选择的天线子集来完成的,在接收机端假设正确的信道状态信息和最大似然解码,此外,还已知发射机端和接收机端的信道统计值;先给出文中所用到的记号,全部向量和矩阵皆为粗斜体。

$\mathbf{X}^T$: $\mathbf{X}$ 的转置运算;

$\mathbf{X}^H$: $\mathbf{X}$ 的厄米特转置运算;

$\|\mathbf{X}\|_F$: $\mathbf{X}$ 的 Frobenius 范数;

$[\mathbf{X}]_{ij}$: $\mathbf{X}$ 的第 (i, j) 个元素;

$\mathbf{X} \otimes \mathbf{Y}$: $\mathbf{X}$ 与 $\mathbf{Y}$ 的克罗内克积;

$E\{\bullet\}$: 求数学期望;

$\text{vec}\{\mathbf{X}\}$: 向量化矩阵 $\mathbf{X}$;

$\det\{\bullet\}$: 求方阵的行列式值。

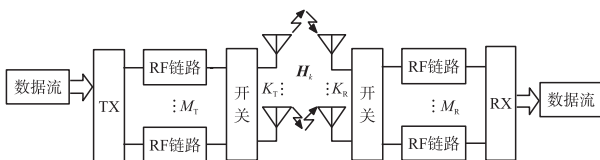


图 1 MIMO 系统及天线选择示意图

1.1 信道模型

令 $\mathbf{H}_K$ (大小为 $K_R \times K_T$) 为信道矩阵,假设信道为平坦瑞利衰落。实际测量表明发射和接收之间存在相关性,因此假设在发射机和接收机之间存在相关散射,且信道矩阵可以建模为引起接收相关性的矩阵和引起发射相关性的矩阵的乘积,即:

$$\mathbf{H}_K = \mathbf{R}_{RK}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{TK}^{1/2} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{H}_w$ 是一个大小为 $K_R \times K_T$ 的具有圆复高斯元素的矩阵,其均值为零,方差为 1,即 $E\{[\mathbf{H}_w]_{ij}\} = 0$ 和 $E\{[\mathbf{H}_w]_{ij} [\mathbf{H}_w]_{ij}^H\} = 1$, 且 $E\{[\mathbf{H}_w]_{ij} [\mathbf{H}_w]_{mn}^H\} = 0$, $\forall (i, j) \neq (m, n)$ 。 $\mathbf{R}_{TK}$ 和 $\mathbf{R}_{RK}$ 分别为引起发射和接收相关性的协方差矩阵^[12],其上标 1/2 表示对该矩阵求 1/2 方。

1.2 信号模型

由于只有 M_T 个发射和 M_R 个接收 RF 链路,将所选择的天线子集间的 $(M_R \times M_T)$ 信道表示为 $\mathbf{H}$,将所选择信道的发射和接收协方差矩阵分别表示为 $\mathbf{R}_T$ 和 $\mathbf{R}_R$,即 $\mathbf{H}$ 是 $\mathbf{H}_K$ 的一个子集, $\mathbf{R}_T$ 是 $\mathbf{R}_{TK}$ 的一个主子矩阵, $\mathbf{R}_R$ 是 $\mathbf{R}_{RK}$ 的一个主子矩阵。

令第 k 个时刻从 M_T 个发射天线发射的符号为 $s_1[k], \dots, s_{M_T}[k]$,于是得到信号模型如下:

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k] \quad (2)$$

式中: $\mathbf{y}[k]$ (大小为 $M_R \times 1$) 为接收信号向量, E_s 为总的发射信号能量, $\mathbf{s}[k] = [s_1[k], \dots, s_{M_T}[k]]^T$ 为时刻 k 发射的信号向量, $\mathbf{n}[k]$ (大小为 $M_R \times 1$) 为加性白高斯噪声向量, $\mathbf{H}$ 为所选择的发射和接收天线单元之间的 $M_R \times M_T$ 信道矩阵。

假设每帧为 T 个符号周期长,则将 T 个接收到的信号向量叠加起来得到:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_T]$, $\mathbf{S} = [s_1, \dots, s_T]$, $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_T]$ 。采用式(1)的信道模型,则有:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{R}_{RK}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{TK}^{1/2} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (4)$$

2 基于 AKC 的天线子集选择

2.1 OSTBC 和最优选择

2.1.1 OSTBC

正交空时分组码 (Orthogonal Space-Time Block Code, OSTBC) 给出了相关衰落信道中的最大分集阶数,编码和解码是以接收数据流的 SNR 实现的^[3],即:

$$\gamma = \gamma_0 \|\mathbf{H}\|_F^2 \quad (5)$$

式中: $\gamma_0 = E_s / M_T N_0$ 。误符号率 P_e 的上界为:

$$P_e \leq e^{-d\gamma_0 \| \mathbf{H} \|^2_F} \quad (6)$$

式中: d 为常数, 依赖于所采用的星座图。从式(5)和(6)可以看出: 最大化信道 Frobenius 范数会使 SNR 最大化, 从而使瞬时误差概率即误符号率最小化, 所以可根据这一结果提出天线选择算法如下。

2.1.2 天线选择算法

显然, 发射和接收天线总共有 $\binom{K_T}{M_T} \binom{K_R}{M_R}$ 种可能

选择, 我们选择最优天线子集以使瞬时误差概率最小化, 即最优天线子集首先应当使信道 Frobenius 范数最大化。对于发射和接收联合选择来说, 就是寻找 $K_R \times K_T$ 信道的 $M_R \times M_T$ 子矩阵, 这个子矩阵有最大的 Frobenius 范数。在仅有发射侧选择 ($K_R = M_R$) 或仅有接收侧选择 ($K_T = M_T$) 时, 选择算法分别选择具有最大 Frobenius 范数的 K_T 中的 M_T 列或 K_R 中的 M_R 行, 而联合选择时需要计算总共 $\binom{K_T}{M_T} \binom{K_R}{M_R}$ 种可能选择的 Frobenius 范数, 然后对最大范数进行搜索。在实际系统中, 这种计算不是问题, 因为发射和接收天线单元的数目很少超过 4~5。

2.2 算法性能分析及仿真

2.2.1 平均 SNR 分析

选择算法选择 K_T 个发射天线单元中的 M_T 个, 以使信道的 Frobenius 范数最大化。重写接收数据流的 SNR 式(5):

$$\gamma = \gamma_0 \| \mathbf{H} \|^2_F \quad (7)$$

令 $T_k (k=1, 2, \dots, K_T)$ 为信道矩阵 $\mathbf{H}_k$ 的 K_T 列的 Frobenius 范数, $T_k^2 (k=1, 2, \dots, K_T)$ 为独立同分布 (independent and identically distributed, i.i.d.) 卡方变量, 其概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 为:

$$f(z) = f(T_k^2 = z) = \frac{z^{M_R-1} e^{-z}}{(M_R-1)!} \quad (8)$$

且累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 为:

$$F(z) = p(T_k^2 \leq z) = 1 - \sum_{l=0}^{M_R-1} e^{-z} \frac{z^l}{l!} \quad (9)$$

根据式(7)及分析, 可得到平均 SNR $E\{\gamma\}$ 为:

$$E\{\gamma\} = \gamma_0 E\{\| \mathbf{H} \|^2_F\} = \gamma_0 \sum_{i=1}^{M_T} E\{T_{n_i}^2\} \quad (10)$$

式中: $n_i (i=1, 2, \dots, M_T)$ 为 M_T 个所选发射天线的指标。

式(10)和选择算法选择具有最大 Frobenius 范

数的列表表明, 我们需要采用式(8)的 PDF 和式(9)的 CDF 的 K_T 个 i.i.d. 卡方变量中的 M_T 个最大变量的一阶统计值。

为便于分析, 从 $T_k^2 (k=1, \dots, K_T)$ 中生成一组新的有序变量 $X_k (k=1, \dots, K_T)$, 使得 $X_{K_T} \geq \dots \geq X_k \geq \dots \geq X_1$ 。

X_{K_T} 为按式(8)分布的 K_T 个随机变量中的最大, X_k 为 K_T 个随机变量中的第 k 个最大, 以此类推, 则平均 SNR $E\{\gamma\}$ 为:

$$E\{\gamma\} = \gamma_0 E\{X_{K_T}\} + \dots + \gamma_0 E\{X_{K_T-M_T+1}\} \quad (11)$$

第 X_k 个统计量的平均值为:

$$E\{X_k\} = \frac{K_T!}{(k-1)! (K_T-k)! (M_R-1)!} \sum_{r=0}^{k-1} (-1)^r \cdot \binom{k-1}{r} \sum_{s=0}^{(M_R-1)\zeta} a_s(M_R, \zeta) \frac{\Gamma(1+M_R+s)}{(\zeta+1)^{(1+M_R+s)}} \quad (12)$$

式中: $\zeta = K_T - k + r$, $a_s(M_R, \zeta)$ 为 $\left(\sum_{l=0}^{M_R-1} (x^l/l!)\right)^\zeta$ 的展开式中 x^s 的系数。

定义平均 SNR 的增益 g 为:

$$g = \log_{10} \left(\frac{E\{\gamma\}}{\gamma_0 M_R M_T} \right) = \log_{10} \left(\frac{E\left\{ \sum_{i=1, \dots, M_T} T_{n_i}^2 \right\}}{M_R M_T} \right) \quad (13)$$

式中: $\gamma_0 M_R M_T$ 为没有天线选择 (或随机天线选择) 时采用 OSTBC 的平均 SNR。

对于接收天线选择 (这时 $K_T = M_T, K_R > M_R$) 的分析容易通过用 K_R 替换式(12)中的 K_T 和用 M_T 替换式(12)中的 M_R 来得到。

图 2 所示为采用 Alamouti 码传输 $M_T = 2$ 时发射天线选择 ($K_T \leq M_T, K_R = M_R$) 的平均 SNR 增益 g 的曲线。可以看到, 选择带来的平均 SNR 增益 g 改善是非常明显的。此外, 还可看到, 当采用较少数量的接收天线时, 发射天线选择的增益 g 更高, 这是因为随着接收天线数量的增加, 列平方的 Frobenius 范数越来越接近, 从而降低了选择的影响。

图 3 所示为采用 Alamouti 码传输 $M_T = 2$ 时的接

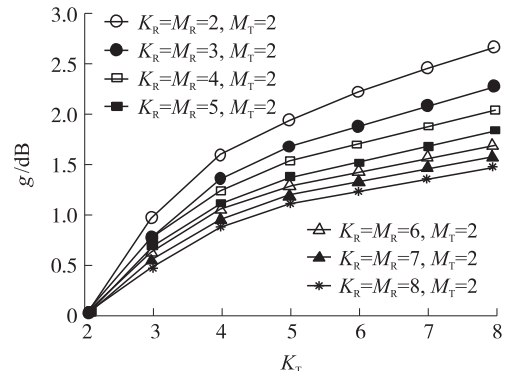


图 2 基于 AKC 的发射天线选择的平均 SNR 增益 g

收天线选择 ($K_R \leq M_R$) 的平均 SNR 增益 g 的曲线。可以看到, 对于 $M_R=2$ 时的接收天线选择增益 g 与采用 2 个接收天线的发射天线选择的增益 g 是相同的 (见图 2 和图 3 中最上端的一条曲线), 这是必然的结果, 因为从前面的分析来看, 这两种情况是相同的。

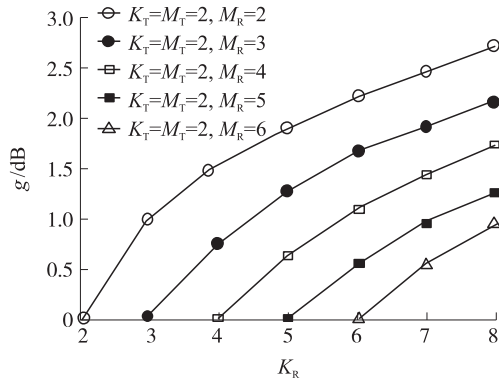


图 3 基于 AKC 的接收天线选择的平均 SNR 增益 g

3 基于 SKC 的天线子集选择

基于 SKC 的天线子集选择不同于 AKC 中选择天线集是最小化瞬时误差概率, 而是最小化平均误差概率 (Average Probability of Error, APE, 即平均误符号率)。

3.1 平均误差概率与天线选择

3.1.1 平均误差概率表达式

令 $\mathbf{S}^{(i)}$ 为发送的码字, $\mathbf{S}^{(j)}$ 为与发送码字不相同的其他码字, 定义第 (i, j) 个误差矩阵为 $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)}$ 。根据切诺夫界 (Chernoff bound), 解码码字 $\mathbf{S}^{(j)}$ 而不是 $\mathbf{S}^{(i)}$ ($i \neq j$) 的概率由成对误差概率 (Pairwise Error Probability, PEP) 给出为:

$$P_e(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)} | \mathbf{H}) \leq e^{-(E_s/4M_T N_0) D_{i,j}} \quad (14)$$

式中: $D_{i,j} = \|\mathbf{H}(\mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)})\|_F^2$ 。可以将 $D_{i,j}$ 表示为:

$$D_{i,j} = \mathbf{\Omega} \mathbf{\epsilon}_{i,j} \mathbf{\epsilon}_{i,j}^H \mathbf{\Omega}^H \quad (15)$$

式中: $\mathbf{\Omega} = \text{vec}(\mathbf{H}^T)^T$, $\mathbf{\epsilon}_{i,j} = \mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{E}_{i,j}$ 。根据式 (14) 和式 (15), 信道统计值的平均 APE 为:

$$P_e(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq E \{ e^{-\gamma \|\mathbf{\Omega} \mathbf{\epsilon}_{i,j}\|_F^2} \} = \frac{1}{\det(\mathbf{I}_{M_R M_T} + \gamma \mathbf{R} \mathbf{\epsilon}_{i,j} \mathbf{\epsilon}_{i,j}^H)} \quad (16)$$

式中: $\gamma = E_s/4M_T N_0$, $\mathbf{R} = E \{ \mathbf{\Omega} \mathbf{\Omega}^H \}$ 。当信道按式 (1) 表示时, 有 $\mathbf{R} = \mathbf{R}_R \otimes \mathbf{R}_T$, 这里 $\mathbf{R}_T$ 和 $\mathbf{R}_R$ 仍然分别为 $\mathbf{R}_{TK}$ 和 $\mathbf{R}_{RK}$ 的主子矩阵, 且对应于一个特定的选择。此外:

$$\mathbf{R} \mathbf{\epsilon}_{i,j} \mathbf{\epsilon}_{i,j}^H = (\mathbf{R}_R \otimes \mathbf{R}_T) (\mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{E}_{i,j}) (\mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{E}_{i,j}^H) = \mathbf{R}_R \otimes \mathbf{R}_T \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H \quad (17)$$

这样可将式 (16) 改写为:

$$P_e(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \frac{1}{\det(\mathbf{I}_{M_R M_T} + \gamma \mathbf{R}_R \otimes (\mathbf{R}_T \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H))} \quad (18)$$

在高信噪比下, 它会降低到:

$$P_e(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \frac{\gamma^{-(r_{R_R} r_{R_T})}}{(\prod_{m=1}^{r_{R_R}} \sigma_m)^{r_{R_T}} (\prod_{n=1}^{r_{R_T}} \lambda_n)^{r_{R_R}}} \quad (19)$$

式中: r_{R_R} 和 r_{R_T} 分别为 $\mathbf{R}_R$ 和 $\mathbf{R}_T$ 的秩, σ_m 为 $\mathbf{R}_R$ 的第 m 个奇异值, λ_n 为 $\mathbf{R}_T \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ 的第 n 个奇异值。如果 $\mathbf{R}_R$ 和 $\mathbf{R}_T$ 都是满秩的, 则平均 APE 为:

$$P_e(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \frac{\gamma^{-(M_T M_R)}}{\det(\mathbf{R}_R)^{M_T} \det(\mathbf{R}_T)^{M_R} \det(\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H)^{M_R}} \quad (20)$$

式 (19) 表明了分集阶数对发射和接收协方差矩阵的秩的依赖关系。特别地, 分集阶数是由 $\mathbf{R}_R$ 和 $\mathbf{R}_T$ 的秩的乘积决定, $\mathbf{R}_T$ 的秩减少会使分集阶数降低, 对于 $\mathbf{R}_R$ 的秩来说反之。

式 (19) 和式 (20) 的结果对应于发射和接收天线子集的一种特定选择。通常, 对于不同的选择, 发射和接收协方差矩阵是不同的, 而目标是选择使式 (20) 最小化的天线集。

3.1.2 天线选择算法

算法在每个信道实例下所作出的选择不必是最优的, 即算法可以不使瞬时误差概率最小化, 而使全部可能信道实现的 APE 最小化。尽管总共有

$\binom{K_T}{M_T} \binom{K_R}{M_R}$ 种可能选择, 但根据式 (20) 的结果可以看到, 在信道模型式 (1) 的假设下, 发射机和接收机的天线子集选择是解耦的, 即联合选择可以通过选择不依赖于接收机的最优发射天线来实现, 反之亦然。发射选择是通过选择具有最高行列式的 $\mathbf{R}_{TK}$ 的主子矩阵 $\mathbf{R}_T$ 来实现的, 接收选择是通过选择具有最高行列式的 $\mathbf{R}_{RK}$ 的主子矩阵 $\mathbf{R}_R$ 来实现的。因此, 只需要在 $\binom{K_T}{M_T} + \binom{K_R}{M_R}$ 种选择上搜索, 而不必在 $\binom{K_T}{M_T} \binom{K_R}{M_R}$ 种选择上搜索。

3.2 算法性能分析及仿真

令 $\mathbf{R}_{T_{opt}}$ 和 $\mathbf{R}_{R_{opt}}$ 分别为对应于最优天线子集的发射和接收协方差矩阵, $\mathbf{R}_T$ 和 $\mathbf{R}_R$ 为任何其他选择子集的对应协方差矩阵。

3.2.1 编码增益

假设 $\mathbf{R}_{opt}$ 和 $\mathbf{R}$ 都是满秩的, 根据式 (20), 性能改善可以表示为:

$$\left(\frac{\det(\mathbf{R}_T)}{\det(\mathbf{R}_{T_{opt}})} \right)^{M_R} \left(\frac{\det(\mathbf{R}_R)}{\det(\mathbf{R}_{R_{opt}})} \right)^{M_T} \quad (21)$$

在高信噪比下, 这种效应与系统中的编码一样, 因此将这个增益称为编码增益, 近似如下:

$$\frac{10}{M_T} \log_{10} \left(\frac{\det(\mathbf{R}_{T_{\text{opt}}})}{\det(\mathbf{R}_T)} \right) + \frac{10}{M_R} \log_{10} \left(\frac{\det(\mathbf{R}_{R_{\text{opt}}})}{\det(\mathbf{R}_R)} \right) \quad (22)$$

3.2.2 分集增益

在极其相关的信道条件下, 有可能天线的某些子集是完全相关的, 这时, 发射或接收协方差矩阵 (或两者) 可能是低秩的。因此基于统计值的选择也可以通过增大误符号率曲线的斜率来改善分集增益。令 r 和 t 分别为 $\mathbf{R}_R$ 和 $\mathbf{R}_T$ 的秩, 则分集阶数增益为 $r_{\text{opt}} t_{\text{opt}} - rt$, r_{opt} 和 t_{opt} 分别为 $\mathbf{R}_{R_{\text{opt}}}$ 和 $\mathbf{R}_{T_{\text{opt}}}$ 的秩。

当两个协方差矩阵都是满秩的病态 $\mathbf{R}$ 和良态 $\mathbf{R}_{\text{opt}}$ 时, 例如, 对于特定的信噪比区域, 不同的天线集曲线有不同的斜率, 即使对应的协方差矩阵有相同的秩。

为了验证选择算法的性能, 假设相关衰落和由式 (1) 表示的信道模型, 且对于相关衰落, 采用 GWSSUS 模型^[13]生成式 (23) 和式 (24) 中的协方差矩阵:

$$\mathbf{R}_{R_I} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.2e^{j0.86\pi} & 0.8e^{j-0.26\pi} \\ 0.2e^{j-0.86\pi} & 1.00 & 0.2e^{j0.86\pi} \\ 0.8e^{j0.26\pi} & 0.2e^{j-0.86\pi} & 1.0000 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{R}_{R_{II}} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.91e^{j\pi/2} & -0.69 \\ 0.91e^{j-\pi/2} & 1.00 & 0.91e^{j\pi/2} \\ -0.69 & 0.91e^{j-\pi/2} & 1.0000 \end{bmatrix} \quad (24)$$

图 4 所示为接收选择 ($K_R = 3, M_R = 2, K_T = M_T = 2$) 在 2 种情形下的平均 SER 曲线, 假设 2 种情况下的发射协方差矩阵恒等, 接收协方差矩阵分别为 $\mathbf{R}_{R_I}$ 和 $\mathbf{R}_{R_{II}}$; 图 5 所示为采用发射和接收联合选择 ($K_R = 3, M_R = 2, K_T = 3, M_T = 2$) 的系统的平均 SER 曲线, 其中发射协方差矩阵为 $\mathbf{R}_{R_I}$, 接收协方差矩阵为 $\mathbf{R}_{R_{II}}$ 。

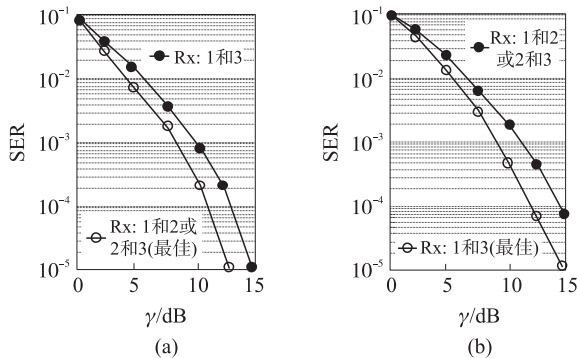


图 4 基于 SKC 的接收选择情形 I 和 II 的 SER 曲线
(Alamouti 码, 4-QAM)

对于接收选择, 基于最大化协方差的行列式选择算法预测情形 I 的最佳接收天线为 1 和 2 (或 2 和 3), 情形 II 的最佳接收天线为 1 和 3, 如表 1 所

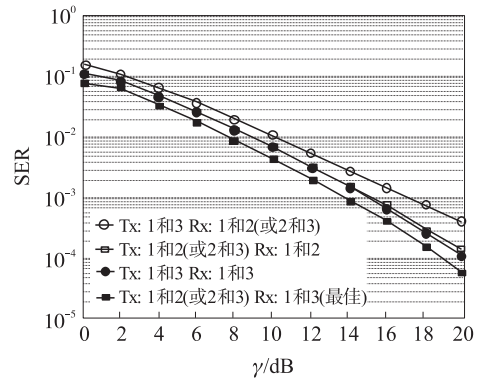


图 5 基于 SKC 的联合选择的 SER 曲线
(Alamouti 码, 4-QAM)

示。从图 4 可见, 2 种情形对应的 SER 曲线明显是最优的, 因此理论预测是准确的; 此外, 可以看到情形 II 中明显的分集效应, 这是因为接收天线 1 和 2 的协方差矩阵条件很差 (但仍然有秩 2), 而天线 1 和 3 的协方差矩阵条件更好; 图 5 所示联合发送和接收选择的 4 种可能情形。算法预测发射天线 1 和 2 以及接收天线 1 和 3 是最优的, 从图 5 可见, 得到的仿真结果也验证了预测。

显然, 基于统计值的选择可以显著地提高性能, 在仿真所考虑的实例中提高了 2 dB~4 dB。一般来说, 这些增益将依赖于 $\mathbf{R}_{T_K}$ 和 $\mathbf{R}_{R_K}$ 的准确结构。

表 1 仿真情形的选择规则

情形	发射天线 1 和 2 (或 2 和 3)	接收天线 1 和 3
I : $\det(\mathbf{R}_R)$	0.96	0.35
II : $\det(\mathbf{R}_R)$	0.17	0.52

4 结束语

本文探讨了相关衰落信道中采用空时编码的最优 MIMO 子集选择问题, 提出了基于 AKC 和 SKC 的选择算法和性能分析, 并给出了仿真结果来验证算法的性能; 此外, 本文研究仅限于平坦衰落信道, 在存在传播延迟的情况下, 选择增益可能会由于信道中充分的频率分集而降低, 这是我们今后研究的一个主要问题。

参考文献:

- [1] 迟盛. 大规模 MIMO 天线选择关键技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2017.
- [2] Al-Ghadhban S. Adaptive Multi-Layered Space-Time Block Coded Systems in Wireless Environments[J]. Wireless Personal Communications, 2015, 82(2): 799-809.
- [3] 赵海军, 崔梦天, 陈宇洋. 基于空时块编码和正交脉冲的 MIMO 系统性能研究[J]. 高技术通讯, 2017, 27(3): 213-219.
- [4] 冯文江, 刘国岭, 钟昕辉, 等. 全双工协作通信系统中分布式 Alamouti 空时编码的性能分析[J]. 通信学报, 2017, 38(5):

- 11-18.
- [5] Subhashini J, Bhaskar V. Performance Analysis of Rayleigh Fading Channels with Hybrid Correlation Effects with 2-Branch Maximal Ratio Combining[J]. *Wireless Personal Communications*, 2015, 83(1): 673-688.
- [6] 李淑梅, 庄铭杰, 庄弘. 二进制猫群算法在大规模 MIMO 天线选择中的应用[J]. *电讯技术*, 2017, 57(6): 698-702.
- [7] 施荣华, 谢羽嘉, 董健, 等. 一种快速的 MIMO 系统联合收发端天线选择算法[J]. *中南大学学报(自然科学版)*, 2016, 47(2): 482-487.
- [8] Batabyal S, Das S S. Signal to Interference Ratio Based Antenna Selection for Spatial Multiplexing[J]. *Wireless Personal Communications*, 2015, 83(2): 975-993.
- [9] 黄应翔. 天线阵列中子集选择的物理层安全技术研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2016.
- [10] Fang B, Qian Z, Shao W, et al. RAISE: A New Fast Transmit Antenna Selection Algorithm for Massive MIMO Systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2015, 80(3): 1147-1157.
- [11] Torabi M, Conan J. Performance Analysis of Orthogonal Space-Time Block Coding with Antenna Selection[J]. *IET Communications*, 2015, 9(10): 1298-1305.
- [12] Pascual-Garcia J, Rodriguez J V, Molina-Garcia-Pardo J M, et al. Theoretical and Experimental Analysis of the Keyhole Effect for a Multi-Antenna System in a Street Corner Environment at 2.4 GHz[J]. *Wireless Personal Communications*, 2015, 83(4): 2561-2578.
- [13] Zhou J, Jiang H, Kikuchi H. Performance of Uniform Concentric Circular Arrays in a Three-Dimensional Spatial Fading Channel Model[J]. *Wireless Personal Communications*, 2015, 83(4): 1-15.



杜文龙(1973—),男,汉族,江苏省徐州市人,江苏信息职业技术学院计算机与通信工程学院,硕士,副教授,主要研究领域为移动通信和光通信, jvpci43@163.com;



黄 余(1981—),男,汉族,四川省内江市人,圣路易斯大学研究生院,博士研究生,副教授,研究方向为神经网络、计算机网络技术。